

同址干扰限制下跳频异步组网的频率分配方法

袁小刚 黄国策 牛红波 郭兴阳

(空军工程大学电讯工程学院 西安 710077)

摘 要 针对跳频电台多台同址时相互间同址干扰严重和采用分频段跳频方式导致跳频增益小的不足,从子网内、子网间和跳频同步信号无干扰 3 个层次分析跳频异步组网中的全频段宽间隔频率分配约束条件,并建立代价函数;根据约束条件的特点对模拟退火算法的实际应用进行改进,提出同址干扰限制下的全频段宽间隔跳频异步组网频率分配方法。计算机求解结果表明新方法可以很好地解决同址干扰限制下的跳频频率分配问题,提高跳频通信抗干扰性能,对跳频电台发挥性能优势具有重要意义。

关键词 频率分配,跳频通信,同址干扰,异步组网,全频段

中图分类号 TN914.4, TP18 **文献标识码** A

Frequency Assignment in Asynchronous FH Networks with Cosite Constraints

YUAN Xiao-gang HUANG Guo-ce NIU Hong-bo GUO Xing-yang

(The Telecommunication Engineering Institute, Air Force Engineering University, Xi'an 710077, China)

Abstract The cosite interference is aggravated when several frequency-hopping (FH) radios are located on the same platform, and the small hop-set used in this condition results in low FH gain. The constraints in the asynchronous FH networks with cosite restriction include constraints within subnets, constraints among subnets and no interference of the synchronization constraints, and cost function is based on the above analysis. The application of the simulated annealing (SA) algorithm was improved by the characteristic of the violations of the constraints. The method of frequency assignment problems (FAPs) in the asynchronous FH networks with cosite constraints was presented and the computing results indicate this method can realize the FH communications in the full-band with given minimum gap. This approach gave a method to actualize the advantages of FH communications.

Keywords Frequency assignment, FH communications, Cosite interference, Asynchronous networks, Full-band

1 引言

电磁干扰是现在所有通信系统所要面对的主要问题。对于普通的窄带固定调谐通信系统来说,只要满足特定的频率间隔条件就能够通过合适的频率分配算法有效地进行网络中的频率分配^[1]。由于跳频通信的射频带通滤波器带宽大,因而当多个跳频电台同址时,其同址干扰十分复杂;更为严重的是跳频接收机的工作依靠同步,因此当同步信号丢失时,跳频通信系统就产生突变而完全不能正常工作^[2]。所以频谱管理在跳频系统中变得更加复杂,如果不能很好地解决频率分配问题,则系统配置规模就不得不降下来^[3];或者只能采取分频段跳频方式,但其导致跳频增益小,对抗阻塞干扰和跟踪干扰的性能明显不如全频段跳频方式^[4]。

以往的频率分配研究多集中在移动通信领域,仅对频率间隔约束进行考虑,最近的研究开始关注军事通信中的频率分配方法。文献[5,6]研究了军事通信中的在线动态频率分配问题,但考虑的约束条件仍然只是频率间隔约束;文献[7]从远址频率间隔约束、同址频率间隔约束、互调干扰约束和乱真响应约束首次详细分析了同址环境下的频率分配约束条

件;文献[8]研究了同步跳频 GSM 网络中频率分配问题,并基于模拟退火算法进行了频率分配的计算机实现。但并无文献对军事通信中存在同址干扰限制的跳频电台异步组网频率分配问题进行系统研究。

基于以上文献得出的相关结论,本文研究了存在同址干扰限制的超短波 UHF 频段(225MHz~399.975MHz)跳频电台异步组网中全频段宽间隔跳频的固定频率分配问题。从异步跳频网络的子网内、子网间和跳频同步信号无干扰 3 个层次详细分析各种约束,对不同约束给定不同权系数并建立频率分配的代价函数,实现全频段宽间隔跳频频率分配问题的求解,为解决跳频通信系统的频率分配提供一个新方法。

2 频率分配的约束条件和代价函数

假定异步跳频网络中含有 M 个子网 $R = \{r_1, r_2, \dots, r_M\}$ 需要分配,全频段宽间隔跳频的频率分配问题就是在给定频率域 Φ 中求解出一个包含 M 个频率集的分配方案 F ,表示为: $F = \{F_1, F_2, \dots, F_M\}$, 其中 $F_i = \{f_{i,1}, f_{i,2}, \dots, f_{i,N}\}$ (N 为跳频频率表长度),使得总干扰最小并同时满足全频段宽间隔跳频约束条件。

在参阅大量文献的基础上,提出以下合理假设^[2-4,9]:

(1) 同址配置的电台均为同型号超短波跳频电台,每个电台与远端若干部电台组成一个跳频异步子网;

(2) 一个子网内存在多部跳频电台,但任意时刻只能存在两部电台间的一次通信任务;

(3) 采用无记忆跳频序列,各电台频率跳变是随机的;

(4) 跳频信道间隔为 25kHz,射频带通跳频滤波器 30dB 带宽为中心频率的 6%;

(5) 超短波跳频电台具有很好的谐波抑制制度,采用高中频方式可以有效防止产生谐波干扰和镜像干扰。

基于以上假设,下面从超短波跳频异步网络的子网内、子网间和跳频同步信号无干扰 3 个层次详细分析各种约束和代价函数。为便于后续分析,这里假定频率集 F_i 中分配的 N 个频率按升序排列,即: $f_{i,1} < f_{i,2} < \dots < f_{i,N}$ 。

2.1 子网内约束

子网内的约束分为同频率约束、宽间隔跳频约束和全频段跳频约束。

(1) 同频率约束

在进行跳频组网时,一张频率表上不允许出现频率重复,因而同频率约束为:

$$f_{i,a} \neq f_{i,a+1} \quad (1)$$

该约束是一个硬约束,在代价函数中采用大的权系数。

(2) 宽间隔跳频约束

宽间隔跳频约束可以理解为频率集 f 中的最小频率间隔不小于 φ_1 ,约束形式为:

$$\Delta f_{i,a} = f_{i,a+1} - f_{i,a} \geq \varphi_1 \quad (2)$$

式中, $i=1,2,\dots,N-1$

当频率资源丰富时,可将 φ_1 设为 10 个跳频间隔以上;当频率资源紧张时,可将 φ_1 设为不小于 5 个跳频间隔。如果破坏约束的数量大于频率表长度 N 的 10% 时,该约束为硬约束代价函数中采用大的权系数的约束;当破坏约束的数量不大于频率表长度 N 的 10% 时,该约束为一般约束。

(3) 全频段跳频约束

跳频带宽的大小与阻塞干扰和跟踪干扰的能力直接相关;跳频带宽越宽,抗干扰能力越强。全频段跳频约束为跳频带宽不小于 φ_2 ,约束形式为:

$$f_{i,band} = f_{i,N} - f_{i,1} \geq \varphi_2 \quad (3)$$

φ_2 设为可供跳频带宽的 3/4。如果频段宽度小于约束条件,即认为不能满足全频段宽带跳频条件,因而全频段跳频约束是一个硬约束,采用大的权系数。

2.2 子网间约束

(1) 子网间远址约束

不同子网通信频率发生碰撞的情况可分为图 1 所示的两种情况。

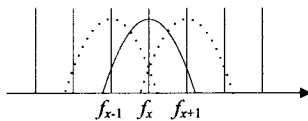


图 1 不同频率间隔条件下对通信效果的影响示意图

① 共道碰撞:子网 1 和子网 2 在同一时刻用同一频率发送信息,信道完全重叠,产生共道干扰,信息完全丢失。

② 邻道碰撞:子网 1 和子网 2 在同一时刻分别用 f_i 和

f_{x+1} 或者 f_{x-1} 发送,这样 f_{x+1} 和 f_x 是正交的,信息部分重叠,产生邻道干扰,这时虽然存在干扰但信息并不完全丢失。

所以子网间远址约束的实质是共道干扰、邻道干扰约束,其形式为:

$$|f_{i,a} - f_{j,b}| \geq n \quad (4)$$

$n=1$, 不产生共道干扰。

$n=2$, 不产生共道、邻道干扰。

跳频通信中通常不采用频率复用,因而将共道干扰约束作为硬约束来对待,在代价函数中采用大的权系数,即约束形式见式(5);邻道干扰作为一个一般约束,见式(6)。

$$|f_{i,a} - f_{j,b}| \neq 0 \quad (5)$$

$$|f_{i,a} - f_{j,b}| \neq 1 \quad (6)$$

(2) 子网间同址约束

① 发射机基波干扰频率间隔约束

发射机基波干扰指由于同址的跳频电台处于发射状态时,如果该发射机的大功率射频信号进入到同址处于接收状态的跳频电台射频带通滤波器带内,就会在接收机的输入端产生很强的干扰电平,产生接收机减敏;严重时该电平超过受害接收机的动态范围导致接收机阻塞、通信中断。所以该约束可以从阻塞干扰约束和减敏干扰约束两个层次来分析。

同址干扰发射机基波在本地受干扰接收机入口的干扰余量计算如下:

$$IM = P_t - L - P_s - P_r \quad (7)$$

式中, P_t 为同址发射机的发射功率(dBm); L 为同址干扰信号的传输损耗(dB); P_s 为接收机灵敏度(dBm); P_r 为接收机动态范围(dB)。

如果: $IM \geq 0$, 则认为发生接收机阻塞,通信中断; $IM < 0$, 则认为不存在接收机阻塞。

对应于产生阻塞干扰的情况,频率间隔约束为:

$$|f_k - f_l| \geq \frac{B_{pass}}{2} \quad (8)$$

式中, B_{pass} 是接收机射频跳频带通滤波器的 30dB 带宽。

通过增加电台天线间距可以有效防止阻塞干扰。如果没有阻塞干扰产生,发射机基波干扰频率间隔则由减敏干扰约束来限制。

由同址发射机产生的减敏干扰功率由式(9)计算:

$$IN = P_t - L - P_r - C(\Delta f) \quad (9)$$

式中, P_t 为同址发射机的发射功率(dBm); L 为同址干扰信号的传输损耗(dB); P_r 为接收机目标接收信号的功率(dBm); $C(\Delta f)$ 为接收机的双信号选择性,由收发频率间隔 Δf ($\Delta f = f_{i,k} - f_{j,l}$) 决定。

如果: $IN \geq 0$, 则认为发生减敏干扰,影响正常通信; $IN < 0$, 则认为不存在减敏干扰。

跳频电台的双信号选择性可以预先得出,经过曲线进行拟合后由式(9)即可进行发射机基波减敏干扰的计算和判别,并得到特定电台天线间距下无减敏干扰的最小频率间隔。

在未采取有效的抑制措施时,同址配置的多部跳频电台通常需要数百 kHz 到数 MHz 的频率间隔才能保证同时正常工作;在同址跳频电台数量多、频率资源紧张时,如此大的频率间隔要求使得实施全频段宽间隔跳频难度很大。采用自适应跳频同址干扰抵消(AIC)技术可以在收发频率间隔不小于 200kHz 时有效抑制发射机基波干扰,确保通信顺畅。因而下

文的求解过程从采用 AIC 技术和未采用 AIC 技术两个方面分别求解,对应的频率间隔分别是不大于 200kHz(8 个信道间隔)和 800kHz(32 个信道间隔)^[10]。

总结发射机基波干扰频率间隔约束如下:

$$|f_{i,\alpha} - f_{j,\beta}| \geq \epsilon_{\min} \quad (10)$$

该约束为一般约束,采用 AIC 技术时 $\epsilon_{\min} = 8(200\text{kHz})$,未采用 AIC 技术时 $\epsilon_{\min} = 32(800\text{kHz})$ 。

② 乱真响应约束

当带外信号与本振频率或其谐波在接收机前级非线性器件上混频而产生的频率接近中频时,尽管这些信号非常弱而且仅对同址配置的电台而言才需要考虑,但是它们极有可能使得接收机将乱真响应误认为是接收信号而错过实际工作频率。乱真响应频率为:

$$qf_{i,\alpha} = |pf_{j,\beta} \pm f_0| = |p|f_{j,\beta} - f_0| \pm f_0| \quad (11)$$

式中, $f_{i,\alpha}$ 为子网 i 发射的乱真响应频率, f_0 为超短波跳频电台的中频频率; $f_{j,\beta}$ 为子网 j 的接收频率; $f_{j,\beta}$ 为接收频率 $f_{j,\beta}$ 时的本振频率。

因为高阶乱真响应对通信的影响比较小,所以本约束仅考虑 $q=1$ 和 $p=1, p=2$ 的情况,乱真响应约束为如下形式:

$$qf_{i,\alpha} \neq |p|f_{j,\beta} - f_0| \pm f_0| \quad (p=1, 2) \quad (12)$$

③ 互调干扰约束

两个或者两个以上的信号同时出现在非线性器件的输入端会产生新的频率分量,当这个频率分量太靠近有用频率时,滤波器就会由于很难滤除这个频率分量而产生互调干扰。在同址干扰中通常只考虑三阶互调干扰和不多于三个信号的五阶互调干扰,更多信号和阶数的互调干扰功率很小,不会产生严重的干扰。互调干扰约束由式(13)一式(17)表示为:

$$f_{i,\alpha} \neq 2f_{j,\beta} - f_{k,\gamma} \quad (2 \text{ 个信号 } 3 \text{ 阶互调}) \quad (13)$$

$$f_{i,\alpha} \neq 3f_{j,\beta} - 2f_{k,\gamma} \quad (2 \text{ 个信号 } 5 \text{ 阶互调}) \quad (14)$$

$$f_{i,\alpha} \neq f_{j,\beta} + f_{k,\gamma} - f_{l,\delta} \quad (3 \text{ 个信号 } 3 \text{ 阶互调}) \quad (15)$$

$$f_{i,\alpha} \neq 2f_{j,\beta} + f_{k,\gamma} - 2f_{l,\delta} \quad (3 \text{ 个信号 } 5 \text{ 阶互调}) \quad (16)$$

$$f_{i,\alpha} \neq 3f_{j,\beta} - f_{k,\gamma} - f_{l,\delta} \quad (3 \text{ 个信号 } 5 \text{ 阶互调}) \quad (17)$$

2.3 跳频同步信号无干扰约束

跳频同步信号如果被干扰而无法建立同步时会导致跳频通信性能严重下降,因此在频率分配中需要对同步信号频率作特殊处理,以优先保证同步的建立。

同址干扰中的跳频同步信号无干扰约束就是跳频同步信号频率必须优先满足 2.2 节中分析的所有子网间的远址约束、子网内发射机基波干扰频率间隔约束、乱真响应约束和互调干扰约束。同时,将该约束作为硬约束对待,采用大的权系数,在频率分配时就被优先满足,这样就可以保证跳频同步信号不丢失,极大地减少同址干扰对跳频通信的影响。通常在一个频率表中只有少数几个频率被固定用来作为同步信号,因而这个约束对频率分配的难度不会增加很大。

2.4 代价函数

频率分配问题的关键是代价函数,该函数可用来衡量每一个违反约束条件的数量和重要性。在分析完以上的约束条件之后,我们来建立频率分配的代价函数。

首先定义如下: N_{1i} 为子网 i 中破坏宽间隔跳频约束的数量($i=1, 2, \dots, M$), N_2 为所有子网中破坏同频率约束的数量, N_3 为所有破坏全频段跳频约束的子网数量; N_4, N_5, N_6, N_7 和 N_8 分别为破坏子网间共道干扰约束、邻道干扰约束、

发射机基波干扰频率间隔约束、乱真响应约束和互调干扰约束的数量; N_9 为破坏跳频同步信号无干扰约束的数量。

代价函数中的权系数定义如下: ω_1 为子网内破坏宽间隔跳频约束的权系数,当一个子网内破坏宽间隔跳频约束的数量大于 $N/10$ 时取权系数 $\omega_1 = \omega_{1a}$ (硬约束),否则取 $\omega_1 = \omega_{1b}$; ω_2 和 ω_3 分别为子网内同频率约束(硬约束)和全频段跳频约束(硬约束)的权系数; $\omega_4, \omega_5, \omega_6, \omega_7$ 和 ω_8 分别为子网间共道干扰约束(硬约束)、邻道干扰约束、发射机基波干扰频率间隔约束、乱真响应约束和互调干扰约束的权系数; ω_9 为跳频同步信号无干扰约束(硬约束)的权系数。

定义代价函数中硬约束的权系数如式(18)所示,如此大的权系数可以确保不产生破坏硬约束的情况^[7]。

$$\omega_{1a} = \omega_2 = \omega_3 = \omega_4 = 10^8 \quad (18)$$

定义代价函数中一般约束的权系数为^[7]:

$$\omega_{1b} = \omega_5 = \omega_6 = \omega_7 = \omega_8 = 1 \quad (19)$$

针对跳频同步信号的重要性,定义代价函数中跳频同步信号无干扰约束权系数如式(20)所示,该权系数可以很好地降低跳频同步信号被干扰概率,减小同址干扰对跳频同步的影响。

$$\omega_9 = 10^4 \quad (20)$$

由以上约束条件及权系数,得到频率分配代价函数为:

$$C = \sum_{i=1}^2 \omega_1 N_{1i} + \sum_{j=2}^9 \omega_j N_j \quad (21)$$

式中,

$$\omega_1 = \begin{cases} \omega_{1a} & N_{1i} < 0.1N \\ \omega_{1b} & N_{1i} \geq 0.1N \end{cases} \quad (22)$$

频率分配的最优化问题就是寻找一个可以使得上面的代价函数值最小的分配方案。

3 基于改进模拟退火算法的频率分配方法

模拟退火算法(SA)是基于 Monte Carlo 迭代求解策略的一种随机寻优算法,算法性能与迭代的起点位置 x_0 的选取无关,且具有渐近收敛性,在理论上已被证明以概率 1 收敛于全局最优解。文献[1]给出了标准 SA 算法综述,这里不再详述。

3.1 模拟退火算法

应用于频率分配中,模拟退火算法具体步骤如下:

(1) 给定初温 t_0 , 随机产生解 F_{old} , 计算代价函数 C_{old}

(2) for $k=1$ to NUM_{loop}

由状态 F_{old} 产生新状态 F_{new}

计算新状态的代价函数 C_{new}

if $C_{\text{new}} < C_{\text{old}}$ or $\text{random}[0, 1] = \text{prob} <$

$\exp[-(C_{\text{new}} - C_{\text{old}})/t]$

$F_{\text{old}} = F_{\text{new}}, C_{\text{old}} = C_{\text{new}}$

降温 $t = \delta t$

if 算法满足终止准则, break

(3) 结束, 输出最优结果。

3.2 初始分配方案

为证明频率分配方法的有效性和普遍性,初始解在可用频率资源中随机生成。

3.3 新状态的建立

通常 SA 算法应用于频率分配时,新状态采取随机产生的方法,这确保了全局收敛性能,但也导致后期搜索速度慢;

因此根据破坏约束的已有信息建立新状态有利于加速 SA 算法的收敛速度。新状态按如下步骤进行创建:

- (1) 在计算代价函数的同时,记录每个违反约束条件中频率对的任意一个频点,已记录过的就不重复记录;
- (2) 在以上记录的违反约束的频率的基础上,再从每个频率集 F_i 中随机抽取 α 个频率(对应于频率表长度为 64 和 128 时, α 的值分别为 4 和 8);
- (3) 从频域 Φ 未分配的频率中随机选择步骤(1)和步骤(2)中记录的数目一样多的频点数;
- (4) 将步骤(3)中选择的频点随机替换步骤(1)和步骤(2)中记录的频点,即完成新状态的建立。

可以看出,新方法采用一定程度上的确定性转移规则,同时保证一定的随机性,可比普通 SA 算法更有时间效率。

3.4 算法终止条件

当算法运行中满足下列任何一个条件时终止算法:(1)温度 t_k 降低到指定的 t_{min} ;(2)外循环次数超过最大迭代次数(设为 50 次);(3)代价函数 $C=0$ 。

4 全频段宽间隔跳频频率分配问题求解

分别对跳频频率表长度为 64 和 128、同址跳频电台(异步子网)数量为 4、6 和 8 的情况在 UHF 频段(225MHz~400MHz)、跳频间隔为 25kHz 的 7000 个频点上进行频率分配的求解。跳频电台射频带通跳频滤波器 30dB 带宽为中心频率的 6%;子网间发射机基波干扰频率间隔在此分别考虑 $\epsilon_{min}=8(200\text{kHz})$ 和 $\epsilon_{min}=32(800\text{kHz})$ 两种情况;跳频同步信号频率数为 6。SA 算法初温 $t_0=100$,冷却参数 $\delta=0.98$,终止温度 $t_{min}=1$,外循环最大迭代次数为 50 次。频率分配的求解结果如表 1 所列。

表 1 超短波 UHF 频段跳频电台异步组网频率分配求解结果

频率表 长度	ϵ_{min}	子网 数量	最终代价函数		求解次数	跳频带宽 (MHz)
			同步信号 无干扰约束	其它 约束		
64	8	4	0	25.4	306.4	165.965
		6	9.8	642.0	446.9	167.460
		8	65.9	1971.5	537.9	164.357
	32	4	3.2	58.3	310.2	166.422
		6	17.9	1120.8	422.1	164.020
		8	92.0	2433.5	596.5	167.257
128	8	4	66.2	225.4	285.5	169.830
		6	134.0	3318.5	331.0	170.057
		8	398.5	14634	637.5	167.490
	32	4	87.5	388.2	276.6	167.587
		6	285.2	4297.4	397.4	171.925
		8	542.4	20791	528.0	164.657

表 1 中,当子网数量为 4、频率表长度为 64 和 $\epsilon_{min}=8$ 时,以 100% 的概率可以搜索到同步信号无电磁干扰的分配策略,虽然破坏其它约束的总和为 25.4,但在跳频通信中,完全可以保持正常通信。由分析可以发现随着子网数量、频率表长度和 ϵ_{min} 值的增加,最终代价函数均会增加,即意味着电磁干扰的加重。当子网数量为 8、频率表长度为 128 时,破坏同步信号无干扰约束和其它约束的总和分别为 398.5、542.4 和 14634、20791,电磁干扰比较严重。但这个代价函数是所有破坏约束可能的总和,跳频电台实际运用时,存在的可能性很多。就以上两种情况而言,电磁干扰最严重的情况,即 8 部同址的跳频电台中有 7 部处于发射状态、1 部处于接收状态,其

对应最严重的破坏同步信号无干扰约束和其它约束的值分别为 48.7、69.1 和 2199.4、3232.1,对于维持正常跳频通信不会构成严重影响;当处于发射状态的电台数量更少时,其干扰也更少。所以,求解结果表明通过新提出的频率分配方法在一定子网数目和频率表长度的前提下可以实现跳频电台多同址时的全频段宽间隔跳频。

表 1 中,跳频带宽均值的范围为 164.0200MHz~171.9250 MHz,且跳频频点基本均匀地分布在整个跳频带宽中。假如阻塞干扰为在频带 5MHz 内产生 200 个间隔 25kHz 的干扰分量用以干扰 200 个频道,则频道的阻塞百分比为 2.91%~3.05%,如此低的阻塞百分比不影响跳频通信的正常进行,只是通信质量可能稍有影响。全频段跳频使干扰方搜索信道数增多,导致判别时间增加,又由于各异步子网的频率集交错在一起,在频段上相互重叠,因此可以增加干扰方对跳频网和跳频电台的识别难度,导致干扰方的侦察更为盲目,以便达到抗跟踪干扰的目的。

结束语 本文首次提出同址干扰限制下系统解决跳频通信系统全频段宽间隔跳频频率分配的方法;在频率分配中对跳频同步信号优先处理,保证跳频通信同步建立,这一考虑可以明显减少同址干扰对跳频通信的影响。计算机求解结果表明,采用以上方法可以有效实现全频段宽间隔跳频方式,提高对抗阻塞干扰和跟踪干扰的性能。研究成果可望为跳频通信组织和发挥跳频通信性能优势提供技术支持,对提高战场电磁频谱管理能力有着积极意义。

参考文献

[1] Gupta D K. Metaheuristic algorithms for frequency assignment problems[C]//2005 IEEE International Conference on Personal Wireless Communications, 2005;456-459

[2] Allsebrook Dr K, Rhble Mr C. VHF cosite interference challenges and solutions for the United States Marine Corps' expeditionary fighting vehicle program[C]//IEEE Military Communications Conference (MILCOM'2004), 2004;548-554

[3] Maiuzzo M, Harwood T, Duff Dr W. Radio Frequency Distribution System (RFDS) for Cosite Electromagnetic Compatibility [C]//IEEE Military Communications Conference (MILCOM' 2005), 2005;250-255

[4] 梅文华. 跳频通信[M]. 北京:国防工业出版社,2005

[5] Dupont A, Linhares A C, Artigues C. The Dynamic Frequency Assignment Problem[J]. European Journal of Operational Research, 2008(1);1-14

[6] Singh M A P. Automated Frequency Assignment to Obtain Operational EMC in the Battlefield[C]//IEEE Military Communications Conference (MILCOM'95), 1995;209-215

[7] Smith D H, Taplin R K, Hurley S. Frequency Assignment with Complex Co-Site Constraints[J]. IEEE Trans Electromagnetic Compatibility, 2001,43(2);210-218

[8] Moon J N J, Hughes L A, Smith D H. Assignment of Frequency Lists in Frequency Hopping Networks[J]. IEEE Trans Vehicular Technology, 2005,54(3);1147-1159

[9] 陈小鹏,王庭昌. 超短波跳频电台异步组网电磁兼容研究[J]. 现代军事通信, 2008,16(2);42-45

[10] LaGasse M J, Lexington M A. Cosite Interference Rejection System Using an Optical Approach[P]. U. S, 7231151B2, 2007